

Method for controlling commutation in an electronically commutated motor uses a limiter to limit current at a variable default value in one phase and a control task by altering a time gap between switching current on and off in one phase.

Publication number: DE10235293

Publication date: 2003-02-27

Inventor: BERROTH HANSJOERG (DE); HEYDT THOMAS VON DER (DE); JESKE FRANK (DE); KUNER ARNOLD (DE); LAYES PAUL (DE); SCHONDELMAIER HANS-DIETER (DE); STRASSER GUENTHER (DE)

Applicant: PAPST MOTOREN GMBH & CO KG (DE)

Classification:

- international: **H02P6/00; H02P6/20; H02P6/00;** (IPC1-7): H02P6/20; H02P1/46

- European: H02P6/00C; H02P6/20

Application number: DE20021035293 20020802

Priority number(s): DE20021035293 20020802; DE20011039535 20010810

Also published as:

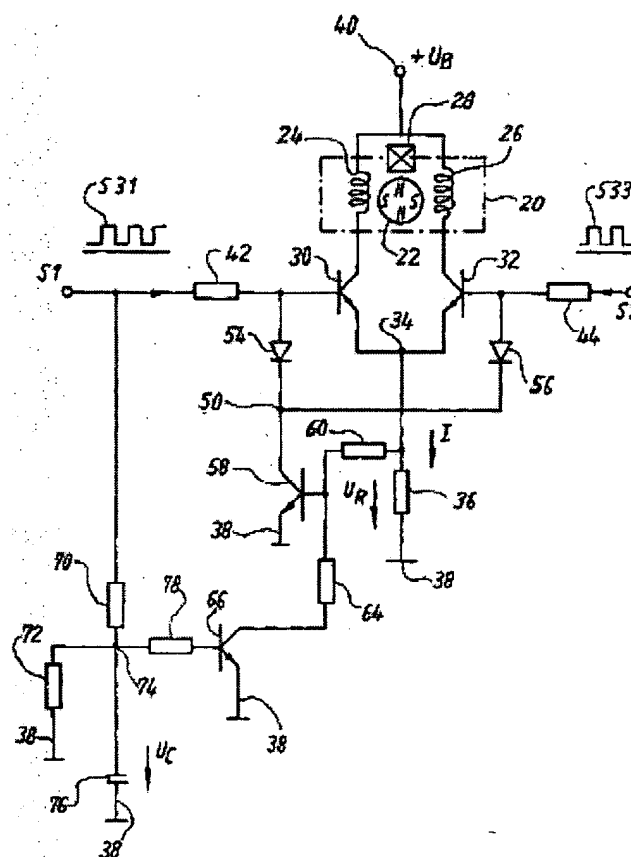
WO03015255 (A1)
EP1415390 (A1)
US6995534 (B2)
US2004056617 (A1)
EP1415390 (A0)

more >>

Report a data error here

Abstract of DE10235293

An electronically commutated motor (20) has a stator with phases (24,26), a permanent magnet rotor (22), a current limiter (36,58) and a controller to control a motor variable. The current limiter limits current (I) at a variable default value in one phase. Control through the controller operates by altering a time gap between switching a current on and off in one phase. An independent claim is also included for an electronically commutated motor for operating the method of the present invention.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Offenlegungsschrift
10 DE 102 35 293 A 1

51 Int. Cl.⁷:
H 02 P 6/20
H 02 P 1/46

21 Aktenzeichen: 102 35 293.3
22 Anmeldetag: 2. 8. 2002
43 Offenlegungstag: 27. 2. 2003

DE 102 35 293 A 1

56 Innere Priorität:
101 39 535. 3 10. 08. 2001

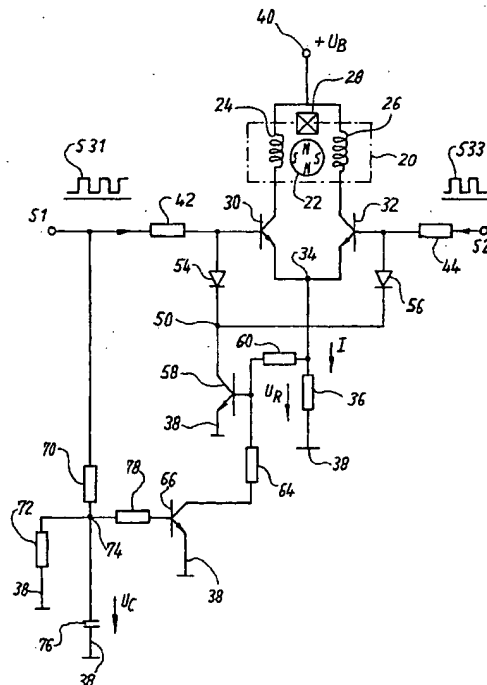
71 Anmelder:
Papst-Motoren GmbH & Co. KG, 78112 St. Georgen,
DE

72 Erfinder:
Berroth, Hansjörg, 78052 Villingen-Schwenningen,
DE; Heydt, Thomas von der, 78112 St. Georgen, DE;
Jeske, Frank, 78112 St. Georgen, DE; Kuner, Arnold,
78112 St. Georgen, DE; Layes, Paul, 78166
Donaueschingen, DE; Schondelmaier, Hans-Dieter,
78112 St. Georgen, DE; Strasser, Günther, 78112 St.
Georgen, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

54 Verfahren zur Steuerung der Kommutierung bei einem elektronisch kommutierenden Motor, und elektronisch kommutierter Motor zur Durchführung eines solchen Verfahrens

57 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Steuerung der Kommutierung bei einem elektronisch kommutierten Motor (20), der einen Stator mit mindestens einer Phase (24, 26) und einen permanentmagnetischen Rotor (22) aufweist, und dem ein Strombegrenzer (36, 58) sowie ein Regler (18) zum Regeln einer Motorgröße zugeordnet sind. Der Strombegrenzer (36, 58) dient dazu, den Strom (I) in der mindestens einen Phase (24, 26) auf einen Vorgabewert zu begrenzen. Die Regelung mittels des Reglers (18) erfolgt durch Veränderung des zeitlichen Abstandes (W) zwischen Einschalten (t_1) und Ausschalten (t_2) des Stromes (i_1, i_2) in der mindestens einen Phase. Bei diesem Verfahren ist der Vorgabewert, auf den der Strombegrenzer den Strom (i_1, i_2) in der betreffenden Phase begrenzt, veränderlich. Er wird im wesentlichen abhängig von einem Verhältnis (W/T) zweier Zeiten verändert, nämlich abhängig vom Verhältnis des zeitlichen Abstandes (W) zwischen Einschalten (t_1) und Ausschalten (t_2) des Stromes (i_1, i_2) in der betreffenden Phase zur Zeitdauer (T), die der Rotor bei der augenblicklichen Drehzahl für die Drehung um einen vorgegebenen Drehwinkel benötigt. Dadurch wird eine Geräuschminderung bei niedrigen Drehzahlen möglich. Ein entsprechender Motor wird ebenfalls angegeben.



DE 102 35 293 A 1

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Steuerung der Kommutierung bei einem elektronisch kommutierten Motor (ECM), und einen ECM zur Durchführung eines solchen Verfahrens.

[0002] Die EP 1 007 441 A2 zeigt einen ECM, bei dem eine Anordnung zur Strombegrenzung vorgesehen ist. Die Strombegrenzung ist besonders beim Start eines Motors wichtig, denn bei niedrigen Drehzahlen eines Motors ist auch dessen durch den permanentmagnetischen Rotor in der Statorwicklung induzierte Spannung, die sogenannte Gegen-EMK (Counter EMF) niedrig, was beim Start zu hohen Strömen führen kann, die wesentlich höher sind als der Nennstrom eines solchen Motors. Ist keine Strombegrenzung vorgesehen, so ist die Höhe der Stromspitzen beim Anlauf im wesentlichen nur begrenzt durch den Wicklungswiderstand und durch die Höhe der – bei niedrigen Drehzahlen niedrigen – Gegen-EMK. Diese hohen Ströme führen zu entsprechenden Motorgeräuschen, die im hörbaren Bereich liegen und deren Frequenz der Frequenz der Kommutierung entspricht. Dies wird nachfolgend anhand von Fig. 3 erläutert.

[0003] Aus der EP 1 107 441 A2 ist es bekannt, beim Start die Strombegrenzung zu unterdrücken, um einen schnellen Hochlauf zu ermöglichen. Dies geschieht in der Weise, dass ein Überbrückungstransistor zu einem Strommesswiderstand parallelgeschaltet wird. Dieser Überbrückungstransistor wird beim Start während 0,5 Sekunden leitend gesteuert, und während dieser Zeit findet keine Strombegrenzung statt. Eine solche Erhöhung des Anlaufstroms ist jedoch nur bei kleinen Motoren statthaft und erfordert einen leistungsfähigen Überbrückungstransistor, der in der Lage sein muss, während 0,5 Sekunden den stark erhöhten Anlaufstrom zu leiten.

[0004] Es ist deshalb eine Aufgabe der Erfindung, ein neues Verfahren zur Steuerung der Kommutierung, und einen dafür geeigneten neuen elektronisch kommutierten Motor bereit zu stellen.

[0005] Nach der Erfindung wird diese Aufgabe gelöst durch den Gegenstand des Patentanspruchs 1. Durch ein solches Verfahren erreicht man, dass die Strombegrenzung lastabhängig verändert wird, so dass bei niedrigen Drehzahlen, wenn der Motor eine geringe Leistung benötigt, die obere Stromgrenze niedriger ist als bei hohen Drehzahlen. Dadurch wird die Amplitude der Stromimpulse, die bei niedrigen Drehzahlen durch den Stator fließen, automatisch reduziert, und zur Kompensation wird durch den Drehzahlregler automatisch die Blocklänge dieser Impulse erhöht, was zu einem ruhigeren Lauf des Motors führt und auch eine Verbesserung des Wirkungsgrads bewirken kann.

[0006] Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe ist Gegenstand des Anspruchs 7. Ein solches Verfahren ermöglicht es, die Form der Statorstromimpulse aktiv zu beeinflussen und dadurch einen ruhigen, störungsfreien Motorlauf zu erzielen.

[0007] Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe ist Gegenstand des Patentanspruchs 8. Hierbei kann, abhängig von der Größe des zusätzlichen Steuersignals, bei einem solchen Motor ein variabler Wert für die Höhe der Strombegrenzung vorgegeben werden. Z. B. kann bei niedrigen Drehzahlen ein niedriger Wert vorgegeben werden, der mit zunehmender Drehzahl zunimmt, und bei Erreichen einer bestimmten Drehzahl des Motors wird dann die Strombegrenzung vollständig abgeschaltet, weil der Motor, infolge des Anstiegs seiner induzierten Spannung, den Strom automatisch selbst begrenzt.

[0008] Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe ist Ge-

genstand des Anspruchs 16. Das höherfrequente Signal ermöglicht eine aktive Beeinflussung der Form der Statorstromimpulse, was besonders bei Motoren interessant ist, bei denen die Drehzahl Funktion einer Umgebungstemperatur ist. Solche Motoren haben bei niedrigen Temperaturen niedrige Drehzahlen und benötigen hierfür nur einen niedrigen Strom. Dadurch, dass man in diesem Fall die Halbleiterschalter, welche den Statorstrom aus- und einschalten, nach Art von Widerständen betreiben kann, ist besonders bei einem drehzahlgeregelten Motor eine aktive Gestaltung der Form der Statorstromimpulse möglich, um einen ruhigen Lauf des Motors bei niedrigen Drehzahlen sicher zu stellen. [0009] Weitere Einzelheiten und vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich aus den im folgenden beschriebenen und in der Zeichnung dargestellten, in keiner Weise als Einschränkung der Erfindung zu verstehenden Ausführungsbeispielen, sowie aus den Unteransprüchen. Es zeigt:

[0010] Fig. 1 ein Übersichtsbild einer Motoranordnung mit elektronischer Kommutierung,

[0011] Fig. 2 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise der Anordnung gemäß Fig. 1 bei hohen Drehzahlen,

[0012] Fig. 3 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise der Anordnung gemäß Fig. 1 bei niedrigen Drehzahlen,

[0013] Fig. 4 ein erstes Ausführungsbeispiel eines ECM nach der Erfindung,

[0014] Fig. 5 eine stark schematisierte Darstellung des Verlaufs der Signale S31, S33 und uC beim Motor der Fig. 4,

[0015] Fig. 6 ein zweites Ausführungsbeispiel der Erfindung, bei welchem der ECM von einem μ C 27 gesteuert wird, der Signale S31 und S33 für die Kommutierung des Motors liefert und der auch den zulässigen Höchstwert des Stromes I im Motor abhängig von mindestens einem Parameter beeinflusst,

[0016] Fig. 7 ein erstes Schaubild zur Erläuterung von Fig. 6,

[0017] Fig. 8 ein zweites Schaubild zur Erläuterung von Fig. 6,

[0018] Fig. 9 ein Schaubild zur Erläuterung der Kommutierung und der Erzeugung von Impulsen 84 mit erhöhter Frequenz, welche die Strombegrenzung beeinflussen, und

[0019] Fig. 10 ein Flussdiagramm zur Erläuterung von Fig. 9.

[0020] In den nachfolgenden Figuren werden gleiche oder gleich wirkende Teile jeweils mit denselben Bezugszeichen bezeichnet und gewöhnlich nur einmal beschrieben. Dies gilt besonders für die identischen Bauelemente in den Fig. 4 und 6.

[0021] Fig. 1 zeigt ein Übersichtsbild eines elektronisch kommutierten Motors (ECM) 20, wie er in seinem grundsätzlichen Aufbau aus der EP 0 567 989 B1 (EP-3008) bekannt ist. Dieser kann z. B. zum Antrieb eines Lüfters dienen, dessen Drehzahl von einem temperaturabhängigen NTC-Widerstand 10 gesteuert wird, welcher in Reihe mit einem Widerstand 11 an einer konstanten Spannung von 5 V liegt. Der Verbindungspunkt 12 der Widerstände 10, 11 ist mit dem Minuseingang eines Komparators 13 verbunden, dessen Plus Eingang mit einem Knotenpunkt 14 verbunden ist, der über einen Kondensator 15 mit Masse 38 und über ein Konstantstromglied 16 mit +5 V verbunden ist. Bei einer niedrigen Temperatur des NTC-Widerstands 10 läuft ein solcher Lüfter langsam und braucht dafür wenig Strom, und bei einer hohen Temperatur läuft er schnell und braucht dann viel Strom.

[0022] Der Kondensator 15 wird über das Konstantstrom-

glied 16 linear geladen, und wenn das Potenzial am Punkt 14 das Potenzial am Punkt 12 überschreitet, gibt der Komparator 13 ein Signal an ein Sollwert-Berechnungsglied CALC n_{soll} 17, das einen Sollwert n_{soll} für die Drehzahl berechnet, z. B. 1500 U/min bei niedrigen Temperaturen, 3000 U/min bei hohen Temperaturen, und Zwischenwerte bei den dazwischen liegenden Temperaturen.

[0023] Auf diese Weise wird bei einem Lüfter die geförderte Luftmenge an die Temperatur des zu kühlenden Geräts angepasst. Naturgemäß kann die gewünschte Drehzahl n_{soll} beim Motor 20 auf beliebige andere Weise gesteuert werden, z. B. durch ein von außen direkt zugeführtes elektrisches Signal n_{soll} .

[0024] Der im Berechnungsglied 17 berechnete Sollwert n_{soll} wird einem Regler 18 zugeführt, der hier ein Drehzahlregler ist, aber auch ein Drehmomentenregler sein könnte. Dieser erzeugt Vorgabewerte für eine sogenannte Blockkommutierung, die nachfolgend anhand der Fig. 2 und 3 erläutert wird.

[0025] Die Signale vom Regler 18 werden einer Kommutierungssteuerung COMM_CTL 19 zugeführt, und diese steuert den elektronisch kommutierten Motor 20, der nur schematisch dargestellt ist. Er hat einen – vierpolig dargestellten – permanentmagnetischen Rotor 22, zwei Wicklungsstränge 24, 26 und einen vom Magnetfeld des Rotors 22 gesteuerten Hallgenerator 28 als Rotorstellungssensor. Dieser ist in Fig. 1 rechts oben und rechts in der Mitte zwei Mal dargestellt.

[0026] Das Ausgangssignal HALL des Hallgenerators 28, das in Fig. 9A dargestellt ist, wird gemäß Fig. 1 der Kommutierungssteuerung 19 zugeführt, ferner dem Drehzahlregler 18, der daraus die tatsächliche Drehzahl berechnet, und einem Timer 29, der u. a. die Zeitpunkte ermittelt, an denen sich das Signal HALL ändert, wie nachfolgend bei Fig. 9 und 10 beschrieben.

[0027] Wie dargestellt, sind die verschiedenen Module 13, 17, 18, 19, 21, 29, sowie ein ROM 25 (mit dem in Fig. 10 dargestellten Programm sowie Programmteilen für die Regelung der Drehzahl), Bestandteile eines Mikrocontrollers (μC) 27, in welchem die verschiedenen Rechenvorgänge für die Regelung etc. durchgeführt werden, wie z. B. in der EP 0 567 989 B1 ausführlich beschrieben.

[0028] Der Motor 20 kann z. B. ein Motor gemäß der EP 0 908 630 A1, oder dem DE 295 01 695.7 U1, oder dem DE 87 02 271.0 U1 sein, und er kann statt zwei Strängen 24, 26 auch nur einen Strang oder mehr als zwei Stränge haben. Seine Kommutierung kann statt durch einen Hallgenerator 28 z. B. auch durch die in den Strängen der Statorwicklung induzierten Spannungen gesteuert werden, wie beispielhaft in der EP 1 107 441 A2 dargestellt. Auch ist ein Betrieb mittels einer Vollbrückenschaltung möglich. Der dargestellte Motor dient also nur dazu, die Erfindung an einem einfachen Beispiel in leicht verständlicher Weise zu erläutern.

[0029] Der Strang 24 liegt bei diesem Beispiel in Serie mit einem N-Kanal-MOSFET-Transistor 30, und der Strang 26 liegt in Serie mit einem MOSFET-Transistor 32. Diese Transistoren können auch bipolare Transistoren sein, wie in den nachfolgenden Ausführungsbeispielen beschrieben. Die Source-Anschlüsse der Transistoren 30, 32 sind über einen Knotenpunkt 34 mit Masse 38 verbunden. Der Drain des MOSFET 30 ist über den Strang 24 und ein EMI-Filter 39 mit einem positiven Anschluss 40 verbunden. Ebenso ist der Drain des MOSFET 32 über den Strang 26 und das Filter 39 mit dem Anschluss 40 und der dortigen positiven Spannung $+U_B$ verbunden. Ein Kondensator 37 dient als Siebglied.

[0030] Fig. 2 zeigt schematisch die Signalformen bei einer Motordrehzahl von 3000 U/min.

[0031] In Zeile a) sind die blockförmigen Steuersignale

S31 dargestellt, die von der Kommutierungssteuerung 19 dem Gate des MOSFET 30 zugeführt werden, und Fig. 2b zeigt die blockförmigen Signale S33, die dem Gate des MOSFET 32 zugeführt werden. Da der Motor 20 bei dieser Drehzahl eine hohe Leistung benötigt, ist das Tastverhältnis der Signale S31 und S33 groß. Dieses Tastverhältnis ist definiert als das Verhältnis der Blocklänge W zur Periodendauer T , die der Rotor 22 für eine Drehung von 360° el. benötigt und die bei einem vierpoligen Rotor 22 der Hälfte der Zeit entspricht, die dieser Rotor für eine volle Umdrehung benötigt. Es gilt also

$$\text{Tastverhältnis der Blocksignale} = W/T \quad \dots (1)$$

Z. B. benötigt ein vierpoliger Rotor 22 bei 3000 U/min 20 ms für eine volle Umdrehung, also 10 ms für eine Umdrehung von 360° el., so dass bei dieser Drehzahl der Wert W zwischen 0 und 5 ms liegt. Die blockförmigen Signale S31 steuern den Strom i_1 im Strang 24, und die Signale S33 den Strom i_2 im Strang 26. Z. B. schaltet der Beginn t_1 des blockförmigen Signals S31 den Strom i_1 ein, und das Ende t_2 des Signals S31 schaltet den Strom i_1 aus, der dann infolge der Induktivität des Strangs 24 im Anschluss an den Zeitpunkt t_2 abklingt. Hierfür sind in die Transistoren 30, 32 entsprechende Freilaufdioden integriert. – Wie die Fig. 2c und 2d zeigen, haben die Ströme i_1 und i_2 eine Form mit relativ niedriger Amplitude, da bei 3000 U/min die Spannung hoch ist, die durch den Rotor 22 in den Strängen 24, 26 induziert wird und die man als Gegen-EMK bezeichnet.

[0032] Völlig anders sind die Verhältnisse bei einer niedrigen Drehzahl von 1500 U/min, wie sie in Fig. 3 dargestellt sind.

[0033] Die blockförmigen Signale sind ebenfalls mit S31 und S33 bezeichnet und haben ein sehr niedriges Tastverhältnis W/T , also praktisch die Form von Nadelimpulsen, da bei diesen Drehzahlen der Leistungsbedarf des Motors 20 klein ist.

[0034] Da bei diesen Drehzahlen die Gegen-EMK niedrig ist, haben diese kurzen blockförmigen Signale Ströme i_1 , i_2 zur Folge, wie sie in Fig. 3c und 3d dargestellt sind. Da sind sehr kurze Ströme mit sehr hohen Amplituden, und diese nadelförmigen Ströme regen den Motor 20 zu Schwingungen an, z. B. durch magnetostriktive Effekte. Diese Form von kurzen Stromimpulsen mit hoher Amplitude ist deshalb für ein kommerzielles Produkt ungünstig.

[0035] Die vorliegende Erfindung befasst sich u. a. mit dem Problem dieser nadelförmigen Ströme, wie sie in Fig. 3c und 3d dargestellt sind und wie sie vor allem beim Betrieb mit niedrigen Drehzahlen auftreten, wo diese Impulse durch ihre niedrige Frequenz besonders störend wirken.

[0036] Fig. 4 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Anordnung zur Ausführung eines Verfahrens nach der Erfindung. Der Strang 24 liegt bei diesem Beispiel in Serie mit einem npn-Transistor 30, und der Strang 26 liegt in Serie mit einem npn-Transistor 32. Die Emittoren der Transistoren 30, 32 sind mit dem Knotenpunkt 34 verbunden, und dieser ist über einen als Messglied dienenden gemeinsamen Emittorwiderstand 36 mit Masse 38 verbunden. Durch den Widerstand 36 fließt also der Motorstrom I , und dieser erzeugt am Widerstand 36 einen Spannungsabfall u_R . Der Kollektor des Transistors 30 ist über den Strang 24 mit dem positiven Anschluss 40 verbunden. Ebenso ist der Kollektor des Transistors 32 über den Strang 26 mit dem Anschluss 40 und der dortigen positiven Spannung $+U_B$ verbunden.

[0037] Die Basis des Transistors 30 erhält über einen Basiswiderstand 42 Steuerimpulse S31 von einem Eingang S1, und ebenso erhält die Basis des Transistors 32 über einen Widerstand 44 Steuerimpulse S33 von einem Eingang S2. Die Steuerimpulse S31, S33 sind gemäß Fig. 2, 3 und 5 pha-

senverschoben und steuern in bekannter Weise die Kommutierung des Motors 20, wobei angestrebt wird, dass niemals beide Transistoren 30, 32 gleichzeitig leitend sind. Gemäß Fig. 1 werden die Impulse S31, S33 bevorzugt vom μC 27 geliefert. Ihre Blocklänge W ist, wie beschrieben, variabel und wird durch den Blockregler 18 bestimmt.

[0038] Mit einem Knotenpunkt 50 sind die Katoden von zwei Dioden 54, 56 verbunden. Die Anode der Diode 54 ist mit der Basis des Transistors 30, die der Diode 56 mit der Basis des Transistors 32 verbunden. Mit dem Knotenpunkt 50 ist auch der Kollektor eines npn-Transistors 58 verbunden, dessen Emitter an Masse 38 liegt. Wenn der Transistor 58 partiell leitend ist, und es kommt ein positiver Impuls S31 zur Basis des Transistors 30, so fließt ein Teil dieses Impulses S31 über die Diode 54 und den Transistor 58 nach Masse, abhängig davon, wie groß die Leitfähigkeit des Transistors 58 ist. Auf diese Weise kann also die Amplitude der Signale S31 und S33 dadurch gesteuert werden, dass man die Leitfähigkeit des Transistors 58 entsprechend verändert. Ist dieser voll leitend, so sperrt er beide Transistoren 30 und 32, und der Motorstrom I wird zu Null. Ist der Transistor 58 voll gesperrt, so beeinflusst er den Motorstrom I überhaupt nicht.

[0039] Während bei der dargestellten Lösung mit bipolaren Transistoren 30, 32 die Wirkung des Transistors 58 darauf beruht, dass die Transistoren 30, 32 im sogenannten linearen Bereich betrieben werden, also als variable Widerstände, und ihnen über den Transistor 58 ein Teil des Basisstroms entzogen wird, wird bei Verwendung von MOSFET-Transistoren, wie sie in Fig. 1 dargestellt sind, diesen ein Teil der Gatespannung entzogen. Diese nicht dargestellte Variante ist für den Fachmann ohne weiteres realisierbar.

[0040] Die Basis des Transistors 58 ist über einen Widerstand 60 mit dem Knotenpunkt 34 verbunden, d. h. dieser Basis wird die Spannung u_R am Messwiderstand 36 zugeführt. Dies bedeutet, dass bei ansteigendem Motorstrom I, also einem Anstieg der Spannung u_R , der Transistor 58 stärker leitend wird und folglich ein größerer Teil des Basisstroms der Transistoren 30 und 32 über ihn nach Masse 38 fließt, was den Motorstrom I nach oben auf einen Vorgabewert begrenzt.

[0041] Die Basis des Transistors 58 ist über einen Widerstand 64 mit dem Kollektor eines npn-Transistors 66 verbunden, dessen Emitter mit Masse 38 verbunden ist. Wenn dieser Transistor 66 leitend wird, reduziert er den Basisstrom des Transistors 58, so dass dieser erst bei einem höheren Motorstrom I leitend wird. Auf diese Weise kann also in einfacher Weise der Vorgabewert nach oben verschoben werden, bei dem die Strombegrenzung einsetzt. Ist der Transistor 66 voll leitend, so sperrt er den Transistor 58, so dass keine Strombegrenzung stattfindet. Ist der Transistor 66 voll gesperrt, so erhält der Transistor 58 den vollen Basisstrom, der ihm über den Widerstand 60 zugeführt wird, und der Motorstrom I wird auf einen niedrigen Wert begrenzt.

[0042] Man kann also den Transistor 66 entweder im linearen Bereich betreiben, also als variablen Widerstand, oder im Aus-Ein-Betrieb (Schaltbetrieb), sofern er z. B. über ein PWM-Signal angesteuert wird.

[0043] Bei der Variante nach Fig. 4 wird der Transistor 66 von einem Signal u_C gesteuert, das vom Steuersignal S31 abgeleitet ist. Letzteres liegt an einem Spannungsteiler, der von zwei Widerständen 70, 72 gebildet wird, deren Verbindungspunkt 74 über einen Kondensator 76 mit Masse 38 und über einen Widerstand 78 mit der Basis des Transistors 66 verbunden ist. Die Widerstände 70, 78 und der Kondensator 76 wirken als Sieb- oder Integrierglied für die Impulse S31, so dass man am Kondensator 76 eine geglättete Spannung u_C erhält, die in Fig. 5C dargestellt ist. Diese Spannung ist

abhängig vom Tastverhältnis W/T der Impulse S31, d. h. wenn W/T kleiner wird, sinkt auch u_C , und umgekehrt.

[0044] Die Blocklänge W der Impulse S31, S33 wird vom Regler 18 vorgegeben. Sie ist abhängig von der Belastung des Motors. Bei höheren Drehzahlen benötigt der Motor eine höhere Leistung, weshalb mit zunehmender Drehzahl das Tastverhältnis W/T (vgl. Gleichung 1) zunimmt und u_C ansteigt, der Transistor 66 folglich stärker leitend wird, den Basisstrom des Transistors 58 stärker reduziert und dadurch den Vorgabewert, ab dem die Strombegrenzung einsetzt, nach oben verschiebt, bis letztere bei hohen Drehzahlen ganz abgeschaltet wird, um den Betrieb des Motors 20 mit seiner maximalen Leistung zu ermöglichen. Wenn der Transistor 66 voll leitet, ist die Strombegrenzung deaktiviert. Über das Verhältnis der Widerstände 70 und 72 kann die Spannung u_C am Kondensator 76 verändert werden, und dadurch kann der Wert von W/T festgelegt werden, bei dem die Anhebung der Stromgrenze beginnt.

[0045] Bei der Anordnung nach Fig. 4 ist der Kondensator 76 so dimensioniert, dass an ihm im Betrieb eine Spannung u_C entsteht, die nur sehr wenig schwankt. (In Fig. 5c sind die Schwankungen von u_C stark übertrieben dargestellt.) Diese Dimensionierung des Kondensators 70 hat zur Folge, dass die Spannung u_C an ihm nur mit einer gewissen zeitlichen Verzögerung einer Änderung von Frequenz und/oder Tastverhältnis des Signals S31 folgen kann.

[0046] Bei der Variante nach Fig. 6 wird dem μC 27 ebenso wie bei Fig. 1 als drehzahlabhängiges Signal das Signal HALL des Hallgenerators 28 zugeführt. Ebenso wie in Fig. 1 liefert der μC 27 an einem Ausgang 83 das Signal S31 und an einem Ausgang 85 das Signal S33. Die Signale S31, S33 dienen zur Steuerung der Transistoren 30 und 32. Ferner wird an einem Ausgang (Port) 82 des μC 27 ein impulsförmiges Signal 84 ausgegeben, das die doppelte Frequenz des Signals S31 und eine ähnliche Form wie dieses hat und das in Fig. 7c dargestellt ist. Fig. 7a zeigt das Signal S31, Fig. 7b das Signal S33. Die Signale S31, S33 haben dieselbe Impulsbreite W, dieselbe Frequenz, und folglich dasselbe Tastverhältnis W/T. Das Signal 84 hat eine kleinere Impulsbreite. Es gilt

$$\text{Impulsbreite des Signals } 84 = X \cdot W \quad \dots (2)$$

[0047] Diese Impulsbreite beträgt bevorzugt etwa 50% von W, d. h. das Tastverhältnis und damit der Informationsgehalt des Signals 84 ist bevorzugt etwa dasselbe wie bei den Signalen S31 und S33, aber seine Frequenz ist doppelt so hoch, oder ggf. auch viermal so hoch.

[0048] Der Beginn eines Impulses S31 fällt bevorzugt zusammen mit dem Beginn eines Impulses 84, und ebenso fällt bevorzugt der Beginn eines Impulses S33 zusammen mit dem Beginn eines anderen Impulses 84. Dies ist in den Fig. 9 und 10 an einem Beispiel näher erläutert.

[0049] Da im Regler 18 (Fig. 1) die Blocklänge W für die Signale S31 und S33 ständig neu berechnet wird, kann dort auch die reduzierte Blocklänge $X \cdot W$ der Impulse 84 sehr einfach berechnet werden, z. B. durch Division mit 2. Deshalb kann das Signal 84 durch den μC 27 sehr einfach erzeugt werden.

[0050] Wie Fig. 6 zeigt, wird das Signal 84 durch den Spannungsteiler 70, 72 in seiner Amplitude reduziert. Dieser Spannungsteiler 70, 72 ermöglicht es also, das Einsetzen des Stromes durch den Transistor 66 festzulegen.

[0051] Gemäß Fig. 7d erhält man am Kondensator 76 der Fig. 6 eine fluktuierende Gleichspannung u_C , deren Amplitude mit einer Frequenz schwankt, die doppelt so groß ist wie bei Fig. 5. Deshalb werden die Ströme i_1 und i_2 (Fig. 7e und 7f) in exakt derselben Weise durch die Strombegren-

zung beeinflusst, d. h. während eines Impulses **84** steigt die Spannung u_C an und erhöht dadurch die Stromgrenze, und im Intervall **86** zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen **84** sinkt die Spannung u_C , wodurch dort die Stromgrenze sinkt.

[0052] Dadurch wird es möglich, die einzelnen Stromimpulse i_1 , i_2 individuell zu formen, d. h. in Fig. 7c steigt der Strom **11** zwischen den Zeitpunkten t_5 und t_6 stark an, und danach zwischen t_6 und t_7 weniger stark, weil dort die Stromgrenze abnimmt. Durch Wahl des Kondensators **76** der Fig. 6 lässt sich in Fig. 7d die Größe der Fluktuation (ripple) des Signals u_C einstellen, d. h. wenn ein kleiner Kondensator **76** verwendet wird, wird diese Fluktuation groß, und man erhält eine entsprechend große Schwankung der Stromgrenze im Verlauf eines Stromimpulses.

[0053] Fig. 8 zeigt, was bei einem schmalen Impuls **S31** (Fig. 8A) geschieht, wie er auch in Fig. 3 dargestellt ist. Dieser Steuerimpuls **S31** hätte an sich einen Nadelimpuls **11** (Fig. 8B) zur Folge, aber in einem solchen Fall wird u_C (Fig. 6 & 7) praktisch zu Null, d. h. der Transistor **66** wird gesperrt, und die Strombegrenzung durch den Transistor **58** wird voll wirksam, so dass der nadelförmige Stromimpuls i_1 an der Stelle **90** gekappt wird.

[0054] Dadurch erhält der Motor **20** weniger Energie, und seine Drehzahl sinkt unter den eingestellten Sollwert. Der Regler n-Control **18** (Fig. 1) bewirkt deshalb eine Vergrößerung der Impulsbreite von W (Fig. 8A) auf W' (Fig. 8C), wodurch der gekappte Stromimpuls i_1 entsprechend verbreitert wird, vgl. Fig. 8D. Auf diese Weise erhält man statt eines kurzen Nadelimpulses gemäß Fig. 8B einen Impuls gemäß Fig. 8D mit niedriger Amplitude, aber vergrößerter Breite. Es ist so, als hätte man mit elektronischen Mitteln diesen spitzen Nadelimpuls "breit geklopft", indem man ihn von der Form gemäß Fig. 8B in die Form gemäß Fig. 8D transformiert. Hierdurch werden die Geräusche des Motors stark reduziert, und sein Wirkungsgrad wird besser, da die Stromverluste besonders bei niedrigen Drehzahlen abnehmen. Wie Fig. 7 und 9 zeigen, werden die Steuerimpulse **S31**, **S33** bevorzugt so gelegt, dass sie den Strom im Maximum der induzierten Spannung einschalten, da sich hierdurch ein guter Wirkungsgrad ergibt. Bei höheren Drehzahlen können die Steuerimpulse etwas nach früh verschoben werden, um den Wirkungsgrad des Motors zu verbessern. Dies wird nachfolgend bei Fig. 9 erläutert.

[0055] Die Temperatur Temp der Transistoren **30**, **32** kann mit einem Sensor **96** erfasst werden und wird dann ebenfalls dem μC **27** zugeführt. Wenn diese Temperatur zu hoch wird, wird der Transistor **66** stärker oder auch vollständig leitend gemacht, so dass die Strombegrenzung weniger oder gar nicht wirksam ist, die Transistoren **30**, **32** nicht mehr als Widerstände betrieben werden, sondern im eingeschalteten Zustand voll leiten und deshalb wieder kälter werden. Dies kann z. B. in der Weise geschehen, dass der Faktor X (Gleichung 2) größer gemacht wird. Diesen Faktor kann man z. B. abhängig von der Temperatur Temp einer Tabelle im ROM **25** entnehmen. Dadurch kann man die maximale Temperatur der Transistoren **30**, **32** in der gewünschten Weise beeinflussen.

[0056] Bei einem Motor, der einen durch die Umgebungstemperatur gesteuerten Lüfter antreibt, bedeutet eine niedrige Umgebungstemperatur eine niedrige Motordrehzahl. Bei niedrigen Temperaturen können die Transistoren **30**, **32** thermisch stärker belastet werden, indem sie als Widerstände betrieben werden, was eine erhöhte Verlustleistung in diesen Transistoren bedeutet. Deshalb kann man in diesem Fall bei niedrigen Drehzahlen die Transistoren im sogenannten "linearen Betrieb" betreiben, nämlich als variable Widerstände, während man sie bei hohen Drehzahlen – entspre-

chend hohen Umgebungstemperaturen – bevorzugt im sogenannten "Schaltbetrieb" betreibt, bei dem die Transistoren mit niedrigeren Verlusten arbeiten.

[0057] Dem μC **27** kann auch ein Signal zugeführt werden, welches die Höhe der Betriebsspannung U_B angibt, die bei batteriebetriebenen Motoren in weiten Grenzen schwanken kann. Bei einer hohen Betriebsspannung kann man den Wert für die Strombegrenzung entsprechend erhöhen, indem durch Vergrößerung des Faktors X (Gleichung 2) der Transistor **66** stärker oder voll leitend gemacht wird.

[0058] Sofern bei einem Motor bei bestimmten Drehzahlen Resonanzprobleme auftreten, ist es wünschenswert, diese Drehzahlbereiche rasch zu durchlaufen. In diesem Fall wird bei der betreffenden Drehzahl die Strombegrenzung deaktiviert, so dass dieser Drehzahlbereich mit maximaler Leistung durchlaufen wird.

[0059] Durch die Anpassung der Stromgrenze im Betrieb, wie sie in Fig. 7 dargestellt ist, kann die Kommutierung, also die Änderungsgeschwindigkeit du/dt und di/dt an den Transistoren **30** und **32**, und damit das Verhalten des Motors **20** im Betrieb, nach Wunsch und sozusagen maßgeschneidert verändert werden.

[0060] Fig. 9 zeigt das Prinzip der Kommutierung im Bereich des Maximums der induzierten Spannung, das auch als "Mittenkommutierung" bezeichnet wird, und die Erzeugung des Signals **84**. Die Anordnung beruht auf einer Zeitmessung mittels des Timers **29** im μC **27**. Dieser Timer misst fortlaufend die Zeit, wie in Fig. 9A symbolisch dargestellt.

[0061] Der Hallgenerator **28** erzeugt während der Drehung des Rotors **22** das Signal HALL, das z. B. bei 0° el. den Wert LOW annimmt, bei 180° el. den Wert HIGH, und bei 360° el. wieder zu LOW wird. Dieses Signal ist in Fig. 9B dargestellt.

[0062] Bei einer Änderung des Signals HALL von LOW auf HIGH wird eine Referenzzeit RefTime gemessen, bei dem Beispiel gemäß Fig. 9 z. B. die Zeit 65,34 ms. Diese Zeit dient als Bezugspunkt für die nachfolgenden Berechnungen. Die Referenzzeiten bei einer Änderung des Signals HALL von LOW auf HIGH dienen zur Steuerung des Stromes i_1 , und die Referenzzeiten bei der Änderung des Signals HALL von HIGH auf LOW dienen zur Steuerung des Stromes i_2 . Fig. 9 zeigt an einem Beispiel die Steuerung des Stromes i_1 ; die Steuerung des Stromes i_2 erfolgt in völlig analoger Weise.

[0063] Vom Regler n-Control **18** (Fig. 1) wird eine bestimmte Blocklänge W berechnet, und diese soll bei diesem Beispiel $W = 2,5$ ms betragen. Die Länge eines Blocks **84** beträgt dann z. B. die Hälfte hiervon, also $W/2 = 1,25$ ms.

[0064] Fig. 9 zeigt ein Zahlenbeispiel für eine Drehzahl von $n = 3000$ U/min und einen vierpoligen Rotor **22**. In diesem Fall gilt

$$t_{\text{HALL}} = 60 / (3000 \cdot 4) = 0,005 \text{ s} = 5 \text{ ms} \quad \dots (3)$$

Dies ist die Zeit, die der Rotor **22** bei 3000 U/min für eine Drehung von 180° el. benötigt, also für eine Viertels-Umdrehung.

[0065] Auf Grund der Zeit t_{HALL} und der Zeit W werden verschiedene Zeiten berechnet wie folgt:

$$t_{\text{BLOCK_START}} = t_{\text{HALL}} + (t_{\text{HALL}} - W) / 2 \quad \dots (4)$$

$$t_{\text{BLOCK1_END}} = t_{\text{BLOCK_START}} + W \quad \dots (5)$$

$$t_{\text{BLOCK2_END}} = t_{\text{BLOCK_START}} + X \cdot W \quad \dots (6)$$

[0066] In Fig. 9 ist z. B., wie in der Zeichnung angegeben,

$t_{\text{BLOCK_START}} = 6,25 \text{ ms}$,
 $t_{\text{BLOCK1_END}} = 8,75 \text{ ms}$, und
 $t_{\text{BLOCK2_END}} = 7,5 \text{ ms}$,

wobei $X = 0,5$ angenommen ist.

[0067] Aus den berechneten Werten weiß man bei diesem Beispiel prognostisch, dass, ausgehend von der Referenzzeit RefTime entsprechend dem Winkel θ_0 , nach einer Zeit von 6,25 ms die Drehstellung θ_1 (405° el.) erreicht sein wird, an der der Strom i_1 eingeschaltet werden muss. Ebenso weiß man prognostisch, dass nach einer Zeit von 8,75 ms die Drehstellung θ_2 (495° el.) erreicht sein wird, an der der Strom i_1 abgeschaltet werden muss.

[0068] Ferner zeigt Fig. 9 als Beispiel, dass im Timer 29 zum Referenzzeitpunkt RefTime θ_0 (180° el.) eine Referenzzeit von 65,34 ms gemessen wurde.

[0069] Zur Überwachung des Einschaltens bei θ_1 und des Ausschaltens bei θ_2 geht man so vor, dass man fortlaufend die zeitliche Differenz t_{CALC} zwischen dem augenblicklich gemessenen Zeitpunkt t_{TIMER} und den 65,34 ms bildet. Die Gleichung hierfür lautet

$$t_{\text{CALC}} = t_{\text{TIMER}} - \text{RefTime} \quad \dots (7)$$

[0070] Wenn z. B. zum Zeitpunkt t_{40} vom Timer 29 eine Zeit von 66,34 ms gemessen wird, so ergibt sich als Differenz

$$t_{\text{CALC}_{40}} = 66,34 - 65,34 = 1 \text{ ms}.$$

[0071] Da der Strom i_1 erst nach einer Zeit von 6,25 ms eingeschaltet werden muss, sind 1 ms zu wenig, und der Strom i_1 wird noch nicht eingeschaltet.

[0072] Beträgt zum Zeitpunkt t_{41} die aktuelle Zeit im Timer 29 71,60 ms, so ergibt sich als Differenz

$$t_{\text{CALC}_{41}} = 71,60 - 65,34 = 6,26 \text{ ms}.$$

[0073] In diesem Fall wird zum Zeitpunkt t_{41} der Strom i_1 eingeschaltet, da $t_{\text{CALC}_{41}}$ größer als 6,25 ms ist. Ebenso wird in diesem Fall ein Impuls 84 gestartet.

[0074] Ab der Drehstellung θ_0 wird also ständig überwacht, ob t_{CALC} größer oder gleich $t_{\text{BLOCK_START}}$ geworden ist, und wenn dies der Fall ist, wird in Fig. 6 der Transistor 30 eingeschaltet und ein Impuls 84 wird erzeugt.

[0075] Die Abschaltung erfolgt nach dem gleichen Prinzip, nur dass t_{CALC} mit der Größe $t_{\text{BLOCK1_END}}$ verglichen wird. In Fig. 9 beträgt diese Größe 8,75 ms. Sie entspricht dem Abschaltwinkel θ_2 , und wenn sie erreicht ist, wird der Transistor 30 abgeschaltet. Ebenso wird der Ausgang (Port) 82 wieder auf 0 geschaltet, wenn die Zeit $t_{\text{BLOCK2_END}}$ erreicht ist, also in diesem Fall die Zeit von 7,5 ms.

[0076] Kommutierung, und Erzeugung des Signals 84, beruhen darauf, dass in kurzen Abständen von z. B. 0,1 ms die Zeit t_{CALC} neu berechnet und mit den zuvor gemäß den Gleichungen (4) bis (6) vorausberechneten Werten $t_{\text{BLOCK_START}}$ etc. verglichen wird. Dies geschieht in Fig. 9A zwischen den Zeiten 65,34 ms und 74,1 ms und ist durch Punkte 100 angedeutet. Dabei geht man für jeden Stromblock von einem diesem zugeordneten Referenzwinkel aus, an dem man eine Referenzzeit RefTime für diesen Stromblock misst, die dann bei den Vergleichen (gemäß Gleichung 7) verwendet wird. Bei der Drehung des Rotors 22 werden also ständig neue Referenzzeiten ermittelt und neue Vergleiche vorgenommen, um die Ströme i_1 und i_2 durch die Wicklungen 24 und 26 richtig zu steuern, d. h. die Referenzwinkel "wandern" mit der Drehung des Rotors 22

mit.

[0077] Soll der Strom um eine Zeit $ZV = 0,4 \text{ ms}$ früher eingeschaltet werden, was man auch als "Frühzündung" bezeichnet (obwohl nichts gezündet wird), so verwendet man in Fig. 9 statt der Zeit 6,25 ms

für das Einschalten eine Zeit von $6,25 - 0,4 = 5,85 \text{ ms}$,
für das Ausschalten eine Zeit von $8,75 - 0,4 = 8,35 \text{ ms}$ und
für das Ende des Signals 84 eine Zeit von $7,50 - 0,4 = 7,10 \text{ ms}$.

[0078] Der Winkel θ_1 verschiebt sich dann bei dieser Drehzahl um $14,4^\circ$ el. nach links auf $390,6^\circ$ el., und der Winkel θ_2 verschiebt sich ebenfalls um $14,4^\circ$ el. nach links auf $480,6^\circ$ el., d. h. der Strom i_1 wird zeitlich früher ein- und ausgeschaltet, und der Winkel, um den früher ein- und ausgeschaltet wird, nimmt mit steigender Drehzahl zu und beträgt hier bei 3000 U/min $14,4^\circ$ el., bei 6000 U/min $28,8^\circ$ el., etc. Meist wird ZV eine Funktion der Drehzahl sein. Dieses frühere Ein- und Ausschalten der Ströme in den Wicklungen 24 und 26 kann den Wirkungsgrad des Motors 20 bei höheren Drehzahlen verbessern und ist hier einfach zu realisieren.

[0079] Fig. 10 zeigt das Flussdiagramm der Kommutierungssteuerung COMM_CTL S108.

[0080] Bei S110 wird nach der Gleichung (7) die aktuelle Zeitdifferenz t_{CALC} , bezogen auf den Referenzzeitpunkt RefTime, berechnet. Bei S112 wird geprüft, ob die Zeit $t_{\text{BLOCK_START}}$ noch nicht erreicht ist. Falls Ja, geht das Programm direkt nach Return S114. Falls Nein, geht das Programm zu S116, wo geprüft wird, ob das Signal S31 bereits den Wert 1 hat, ob also der Transistor 30 bereits eingeschaltet wurde. Falls Nein, geht das Programm zum Schritt S118, wo $S31 = 1$ gesetzt und gespeichert wird, d. h. der Transistor 30 wird eingeschaltet, und ein Strom i_1 beginnt in der Wicklung 24 zu fließen. Anschließend wird bei S120 der Port 82 auf HIGH geschaltet, d. h. der Beginn eines Impulses 84 wird erzeugt. Danach geht das Programm zum Schritt S122.

[0081] Falls in S116 die Antwort Ja ist, geht das Programm direkt zu S122.

[0082] In S122 wird geprüft, ob der Wert $t_{\text{BLOCK1_END}}$ bereits erreicht ist. Falls Ja, wird in S124 das Signal S31 auf LOW geschaltet, so dass der Transistor 30 abgeschaltet wird, und anschließend geht das Programm zu S114.

[0083] Falls bei S122 festgestellt wird, dass die Zeit $t_{\text{BLOCK1_END}}$ noch nicht erreicht ist, geht das Programm zu S126. Dort wird geprüft, ob der Wert $t_{\text{BLOCK2_END}}$ erreicht ist. Falls Nein, geht das Programm direkt zu S114. Falls Ja, wird in S128 Port 82 auf LOW gesetzt, d. h. der Impuls 84 wird beendet und hat in diesem Fall eine Zeitdauer von $X \cdot W$. Der Wert X kann in geeigneter Weise vorgegeben werden. Ein Wert von etwa 50% hat sich bei Versuchen als vorteilhaft erwiesen.

[0084] Die Steuerung für den anderen Endstufentransistor 32 erfolgt völlig analog und wird deshalb nicht dargestellt.

[0085] Im Rahmen der vorliegenden Erfindung sind ersichtlich vielfache Abwandlungen und Modifikationen möglich. Z. B. könnte man statt des einen Transistors 58, der über die Dioden 54, 56 mehrere Endstufen 30, 32 beeinflusst, zwei separate Transistoren verwenden, von denen einer den Basisstrom des Transistors 30 und der andere den Basisstrom des Transistors 32 beeinflusst, und diese könnten ihrerseits vom Transistor 66 über entsprechende Dioden beeinflusst werden, oder man könnte in diesem Fall auch zwei separate Transistoren 66 verwenden. In Fig. 4 könnte der Transistor 66 ersichtlich ebenso gut vom Signal S33 gesteuert werden wie vom Signal S31, da sich diese Signale nur durch eine Phasenverschiebung unterscheiden. Solche und

ähnliche Abwandlungen liegen im Ermessen des Fachmanns.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung der Kommutierung bei einem elektronisch kommutierten Motor (20), der einen Stator mit mindestens einer Phase (24, 26) und einen permanentmagnetischen Rotor (22) aufweist, und dem ein Strombegrenzer (36, 58) sowie ein Regler (18) zum Regeln einer Motorgröße zugeordnet sind, wobei
 - der Strombegrenzer (36, 58) zur Begrenzung des Stromes (I) in der mindestens einen Phase (24, 26) auf einen Vorgabewert ausgebildet ist, und
 - die Regelung mittels des Reglers (18) durch Veränderung des zeitlichen Abstandes (W) zwischen Einschalten (t1) und Ausschalten (t2) des Stromes (i₁, i₂) in der mindestens einen Phase erfolgt,
 - mit folgendem Schritt:
 - Im wesentlichen abhängig vom prozentualen Verhältnis (W/T) des zeitlichen Abstandes (W) zwischen Einschalten (t1) und Ausschalten (t2) des Stromes (i₁, i₂) in der mindestens einen Phase (24, 26) zur Zeitdauer (T) einer Drehung des Rotors (22) um einen vorgegebenen Drehwinkel wird der Vorgabewert, auf den der Strombegrenzer den Strom (i₁, i₂) in der mindestens einen Phase begrenzt, verändert.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei welchem mit zunehmendem Wert dieses prozentualen Verhältnisses (W/T) der Vorgabewert für den Strombegrenzer erhöht wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei welchem der Vorgabewert (Fig. 7d: u_C) während der Dauer eines in der mindestens einen Phase fließenden Stromimpulses (i₁, i₂) in einem ersten Zeitraum (Fig. 7e: t5 ... t6) auf einen zunehmenden Wert und in einem zweiten, darauf folgenden Zeitraum (Fig. 7e: t6 ... t7) auf einen abnehmenden Wert eingestellt wird.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei welchem der Vorgabewert mittels eines Strombegrenzungs-Steuersignals (Fig. 6, 7: 84) gesteuert wird, welches, bezogen auf die augenblickliche Frequenz eines zur Steuerung der Kommutierung dienenden Signals (S31, S33), eine Frequenz aufweist, die um einen ganzzahligen Faktor höher ist.
5. Verfahren nach Anspruch 4, bei welchem das Strombegrenzungs-Steuersignal (Fig. 6, 7: 84) eine Frequenz hat, die mindestens das Doppelte der Frequenz eines zur Steuerung der Kommutierung dienenden Signals (S31, S33) beträgt.
6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, bei welchem das Strombegrenzungs-Steuersignal (84) ein Tastverhältnis (X * W/T) aufweist, welches dem Tastverhältnis (Wir) eines zur Steuerung der Kommutierung dienenden Signals (S31, S33) zumindest ähnlich ist.
7. Verfahren zur Steuerung der Kommutierung bei einem elektronisch kommutierten Motor (20), der einen Stator mit mindestens einer Phase (24, 26) und einen permanentmagnetischen Rotor (22) aufweist, mit folgenden Schritten:
 - Zum Steuern des Ein- und Ausschaltens des Stromes (i₁) in dieser mindestens einen Phase (24, 26) wird ein erstes Signal (S31) erzeugt, das eine durch die Drehzahl des Motors bestimmte Frequenz (1/T) und ein vorgegebenes Tastverhältnis (W/T) aufweist;

- zum Steuern der Form des Stromes (i₁) in dieser Phase (24, 26) wird ein zweites Signal (84) erzeugt, welches die doppelte Frequenz (2/T) des ersten Signals (S31) und ein ähnliches Tastverhältnis (X * W/T) wie dieses aufweist.
8. Elektronisch kommutierter Motor (20) mit einem Stator, welcher mindestens einen Wicklungsstrang (24, 26) aufweist, und mit einem permanentmagnetischen Rotor (22), wobei in Reihe mit diesem Wicklungsstrang (24, 26) ein erstes durch ein erstes Steuersignal (S31, S33) steuerbares Halbleiterelement (30, 32) und ein Messglied (36) zum Erfassen des durch diesen Wicklungsstrang (24, 26) fließenden Stromes (i₁, i₂) vorgesehen sind, ferner mit einem von der Spannung (u_R) an diesem Messglied (36) steuerbaren zweiten steuerbaren Halbleiterelement (58), welches abhängig von seinem Zustand die Größe des Steuersignals (S31, S33) beeinflusst, welches dem ersten Halbleiterelement (30, 32) zuführbar ist, um bei einem Ansteigen des Stromes (I) durch den Widerstand (36) die Leitfähigkeit dieses ersten Halbleiterelements (30, 32) zu reduzieren und dadurch diesen Strom (I) nach oben zu begrenzen, und mit einem dritten steuerbaren Halbleiterelement (66), welches abhängig von seinem Zustand die Leitfähigkeit des zweiten Halbleiterelements (58) beeinflusst, wobei die Leitfähigkeit dieses dritten Halbleiterelements (66) durch ein zusätzliches Steuersignal (u_C) steuerbar ist, um zusätzlich zu der Beeinflussung des zweiten Halbleiterelements (58) durch die Spannung (u_R) am Messglied (36) auch eine Beeinflussung des zweiten Halbleiterelements (58) durch das zusätzliche Steuersignal (u_C) zu ermöglichen.
9. Motor nach Anspruch 8, bei welchem die Leitfähigkeit des dritten Halbleiterelements (66) abhängig vom Informationsgehalt eines Steuersignals (S31) steuerbar ist, welches einer Steuerelektrode des ersten Halbleiterelements (30, 32) im Betrieb des Motors (20) zugeführt wird, um die Kommutierung dieses Halbleiterelements (30, 32) zu steuern.
10. Motor nach Anspruch 9, bei welchem das der Steuerelektrode des ersten Halbleiterelements (30, 32) zugeführte Signal (S31, S33) über ein Siebglied (70, 76, 78) dem dritten Halbleiterelement (66) als zusätzliches Steuersignal (u_C) zuführbar ist.
11. Elektronisch kommutierter Motor mit einem Stator, welcher mindestens zwei Wicklungsstränge (24, 26) aufweist, und mit einem permanentmagnetischen Rotor (22), wobei in Reihe mit jedem Wicklungsstrang (24, 26) ein durch ein zugeordnetes erstes Steuersignal (S31, S33) steuerbares Halbleiterelement (30, 32) für die Steuerung des durch diesen Wicklungsstrang fließenden Strangstromes (i₁, i₂) vorgesehen ist, und zur Erfassung des in den Wicklungssträngen fließenden Stromes (I) ein gemeinsames Messglied (36) vorgesehen ist, ferner mit einem dem gemeinsamen Messglied (36) zugeordneten und von der Spannung (u_R) an diesem steuerbaren Halbleiterelement (58), welches jeweils über eine Diode (54, 56) abhängig von seinem Zustand die Größe desjenigen Steuersignals (S31, S33) beeinflusst, welches dem gerade leitenden Halbleiterelement (30, 32) für die Steuerung des diesem zugeordneten Strangstromes (i₁, i₂) zuführbar ist, um beim Ansteigen des Stromes (I) durch das Messglied (36) die Leitfähigkeit dieses gerade leitenden Halbleiterelements (30, 32) zu reduzieren und dadurch diesen Strom (I) nach oben zu

begrenzen.

12. Motor nach Anspruch 11, bei welchem ein zusätzliches steuerbares Halbleiterelement (66) vorgesehen ist, welches abhängig von seinem Zustand die Leitfähigkeit des dem Messglied (36) zugeordneten Halbleiterelements (58) beeinflusst, wobei die Leitfähigkeit dieses zusätzlichen Halbleiterelements (66) durch ein zusätzliches Steuersignal (84; u_C) steuerbar ist, um zusätzlich zu der Beeinflussung des dem Messglied (36) zugeordneten Halbleiterelements (58) durch die Spannung (u_R) am Messglied (36) auch eine Beeinflussung dieses Halbleiterelements (58) durch das zusätzliche Steuersignal (84; u_C) zu ermöglichen.

13. Motor nach Anspruch 12, bei welchem die Leitfähigkeit des zusätzlichen Halbleiterelements (66) durch das Tastverhältnis (W/T) des ersten, Steuersignals (S31, S33) beeinflusst ist.

14. Motor nach Anspruch 12 oder 13, bei welchem die Leitfähigkeit des zusätzlichen Halbleiterelements (66) durch ein von einem ersten Steuersignal (S31, S33) abgeleitetes zusätzliches Steuersignal (84) steuerbar ist, welches eine Frequenz hat, die zur Frequenz des ersten Steuersignals (S31, S33) in einem vorgegebenen Verhältnis steht und höher ist als diese.

15. Motor nach Anspruch 14, bei welchem der Informationsgehalt des zusätzlichen Steuersignals (84) im wesentlichen durch den Informationsgehalt des ersten Steuersignals (S31, S33) bestimmt ist.

16. Elektronisch kommutierter Motor (20), mit einem Stator, welcher mindestens einen Wicklungsstrang (24, 26) aufweist,

und mit einem permanentmagnetischen Rotor (22), wobei in Reihe mit dem mindestens einen Wicklungsstrang (24, 26) ein durch ein erstes Steuersignal (S31, S33) mit einer durch die Motordrehzahl bestimmten Frequenz ($1/T$) und einem vorgegebenen Tastverhältnis steuerbares Halbleiterelement (30, 32) vorgesehen ist, wobei das erste Signal (S31) das Ein- und Ausschalten dieses Halbleiterelements (30, 32) steuert, und mit einem Geber (27) für ein zweites Signal (84), dessen Frequenz ($1/T'$) ein geradzahliges Vielfaches der Frequenz ($1/T$) des ersten Signals (S31) beträgt und das dazu dient, die Form des durch den mindestens einen Wicklungsstrang (24) fließenden Stromes (i_1) zu beeinflussen.

17. Motor nach Anspruch 16, bei welchem das Tastverhältnis ($X \cdot W/T'$) des zweiten Signals (84) dem Tastverhältnis (W/T) des ersten Signals (S31) ähnlich ist.

18. Motor nach Anspruch 16 oder 17, bei welchem die Frequenz ($1/T'$) des zweiten Signals (84) das Doppelte der Frequenz ($1/T$) des ersten Signals (S31) beträgt.

19. Motor nach einem der Ansprüche 16 bis 18, bei welchem ein zusätzliches steuerbares Halbleiterelement (66) vorgesehen ist, welches abhängig vom zweiten Signal (84) die Leitfähigkeit des mit dem mindestens einen Wicklungsstrang (24) in Reihe geschalteten steuerbaren Halbleiterelements (30) beeinflusst, wenn letzteres vom ersten Signal (S31) eingeschaltet ist.

20. Motor nach einem der Ansprüche 8 bis 19, dessen Drehzahl von einer Temperatur gesteuert ist in der Weise, dass bei einer niedrigen Temperatur die Drehzahl des Motors niedriger ist als bei einer höheren Temperatur.

21. Motor nach einem der Ansprüche 8 bis 20, dem ein Drehzahlregler zugeordnet ist, welcher die Motordrehzahl auf einen vorgegebenen Wert (n_{set}) regelt.

22. Motor nach Anspruch 21, bei welchem der vorge-

gebene Wert (n_{set}) die Funktion einer Temperatur ist.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

BEST AVAILABLE COPY

- Leerseite -

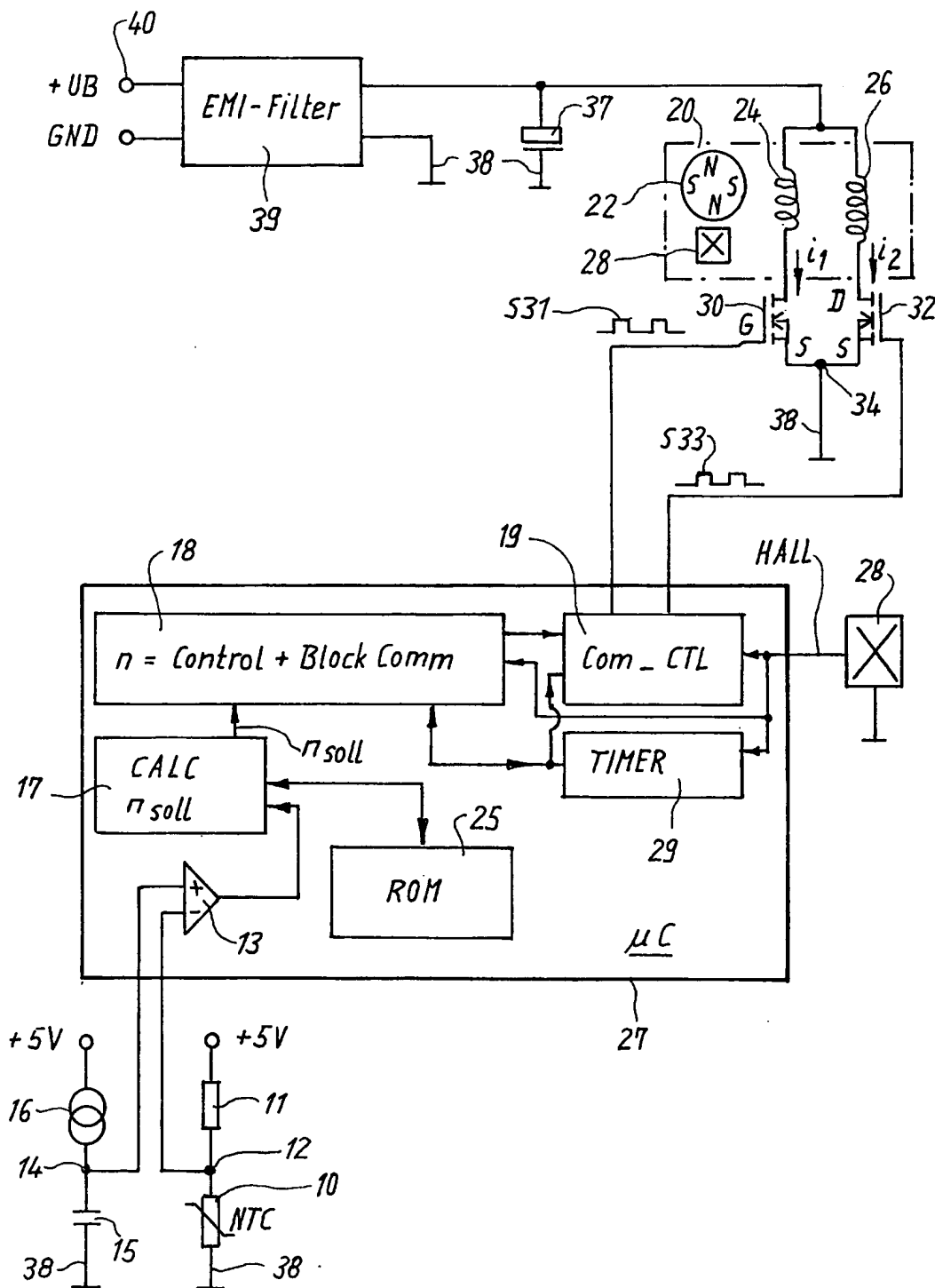


Fig. 1

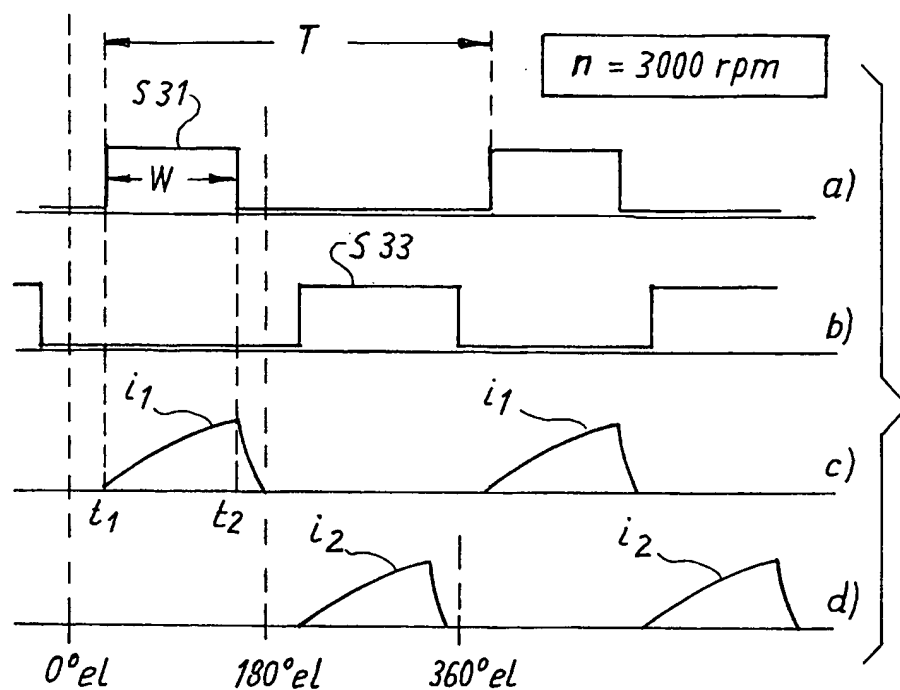


Fig. 2

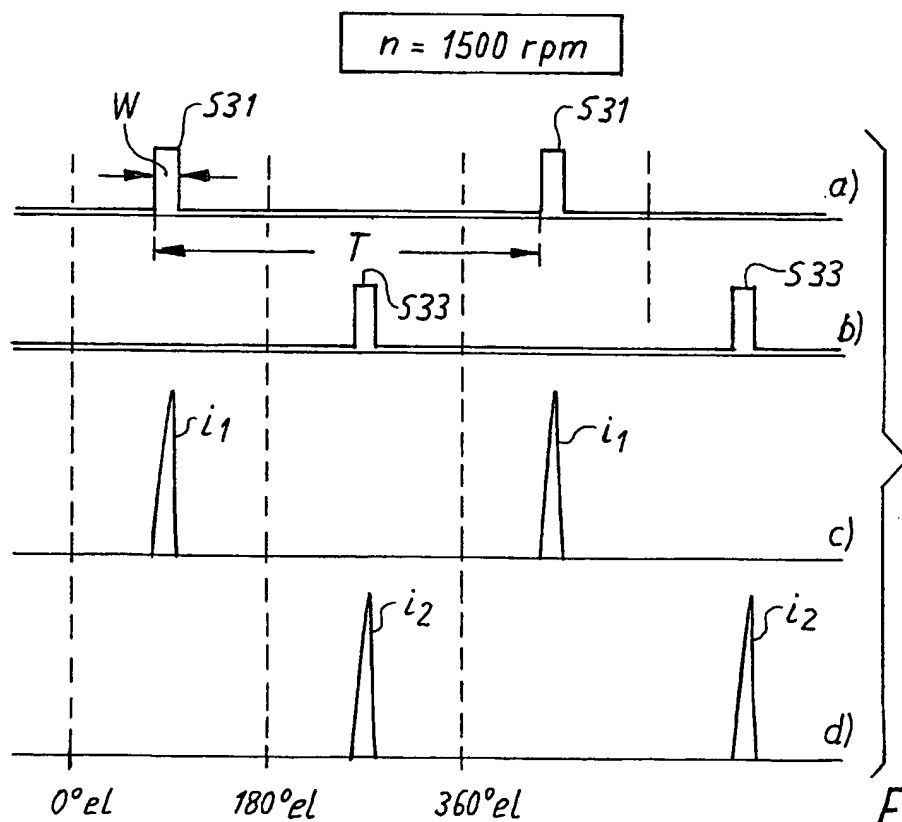


Fig. 3

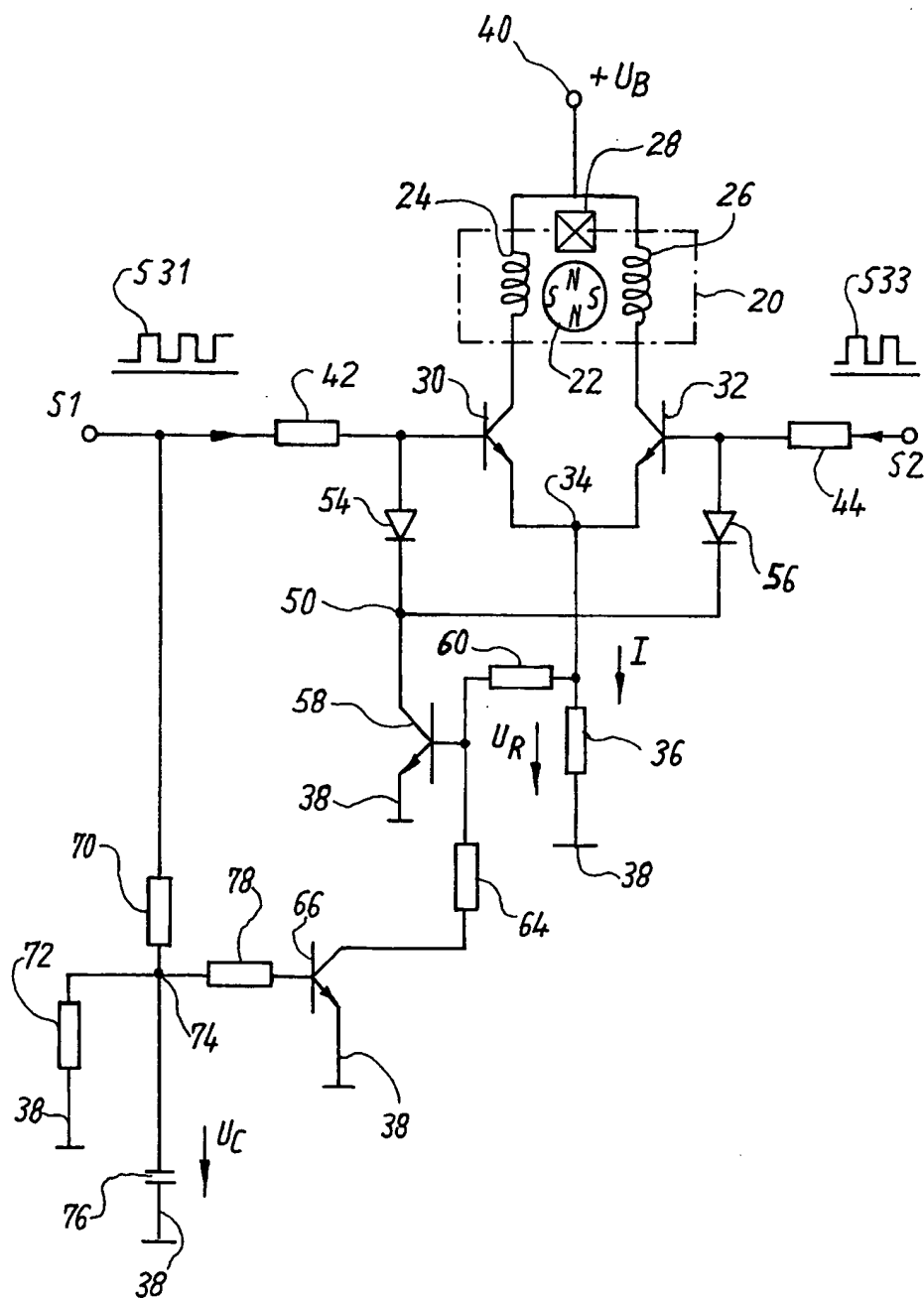


Fig. 4

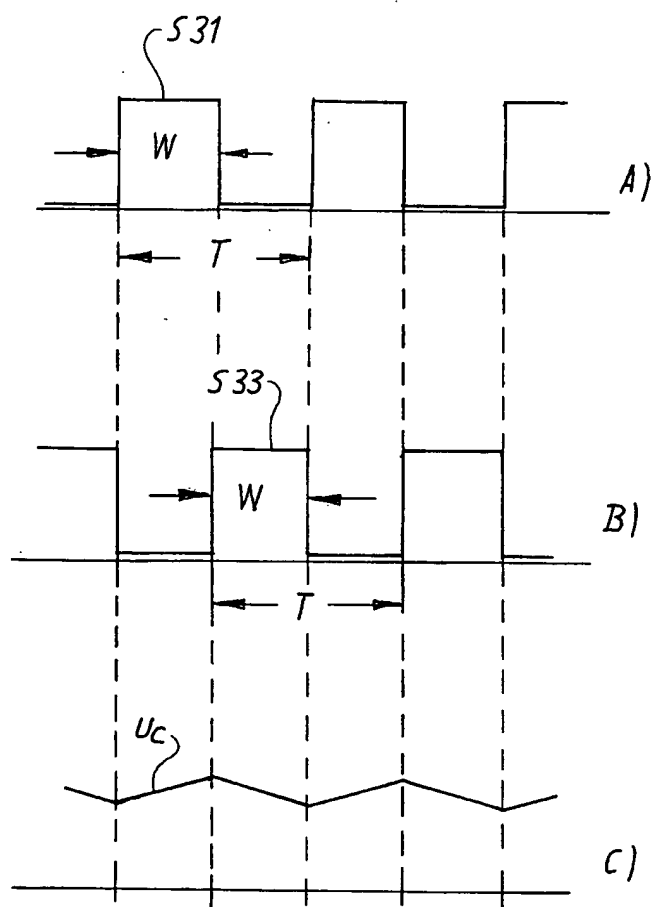


Fig. 5

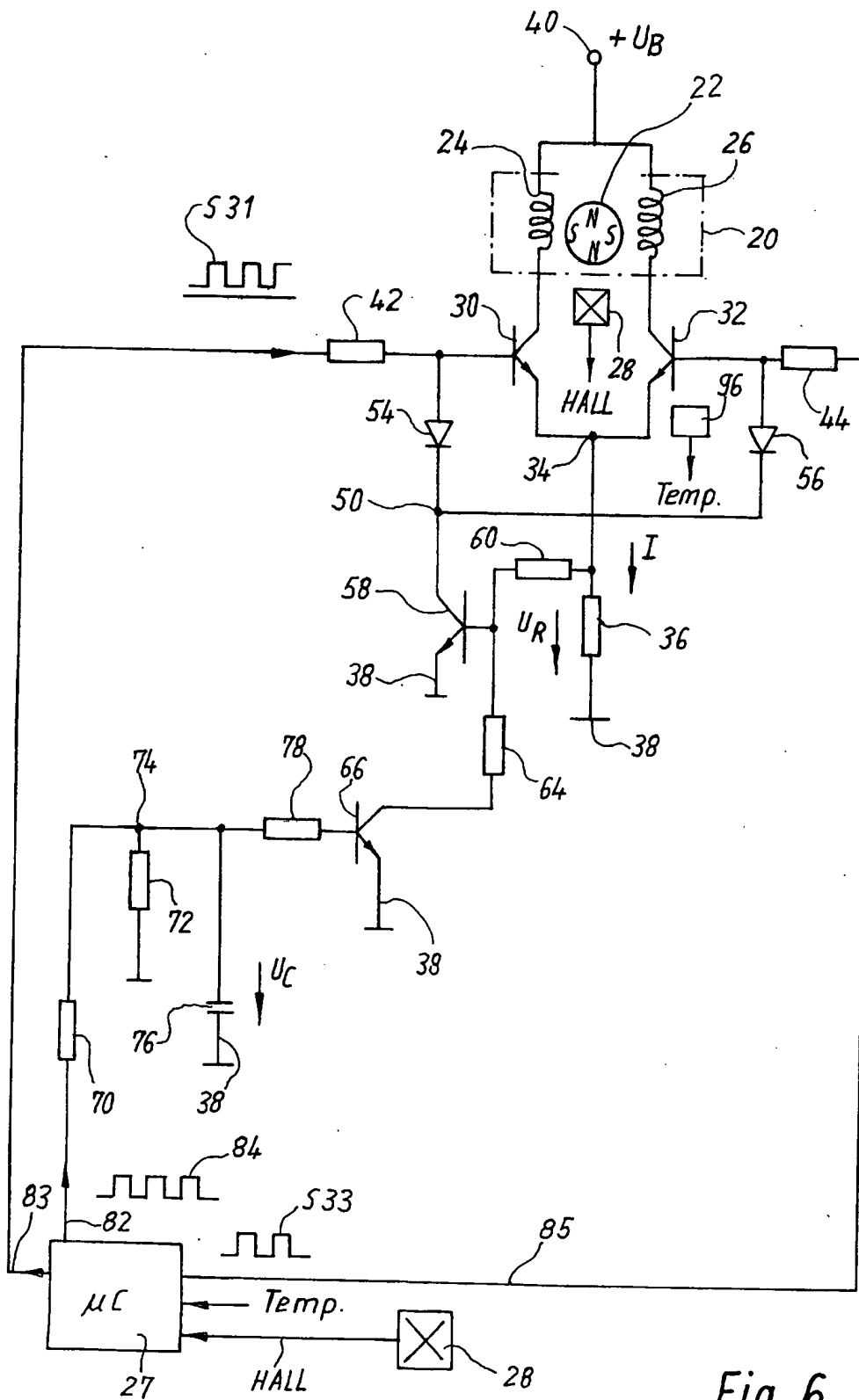


Fig. 6

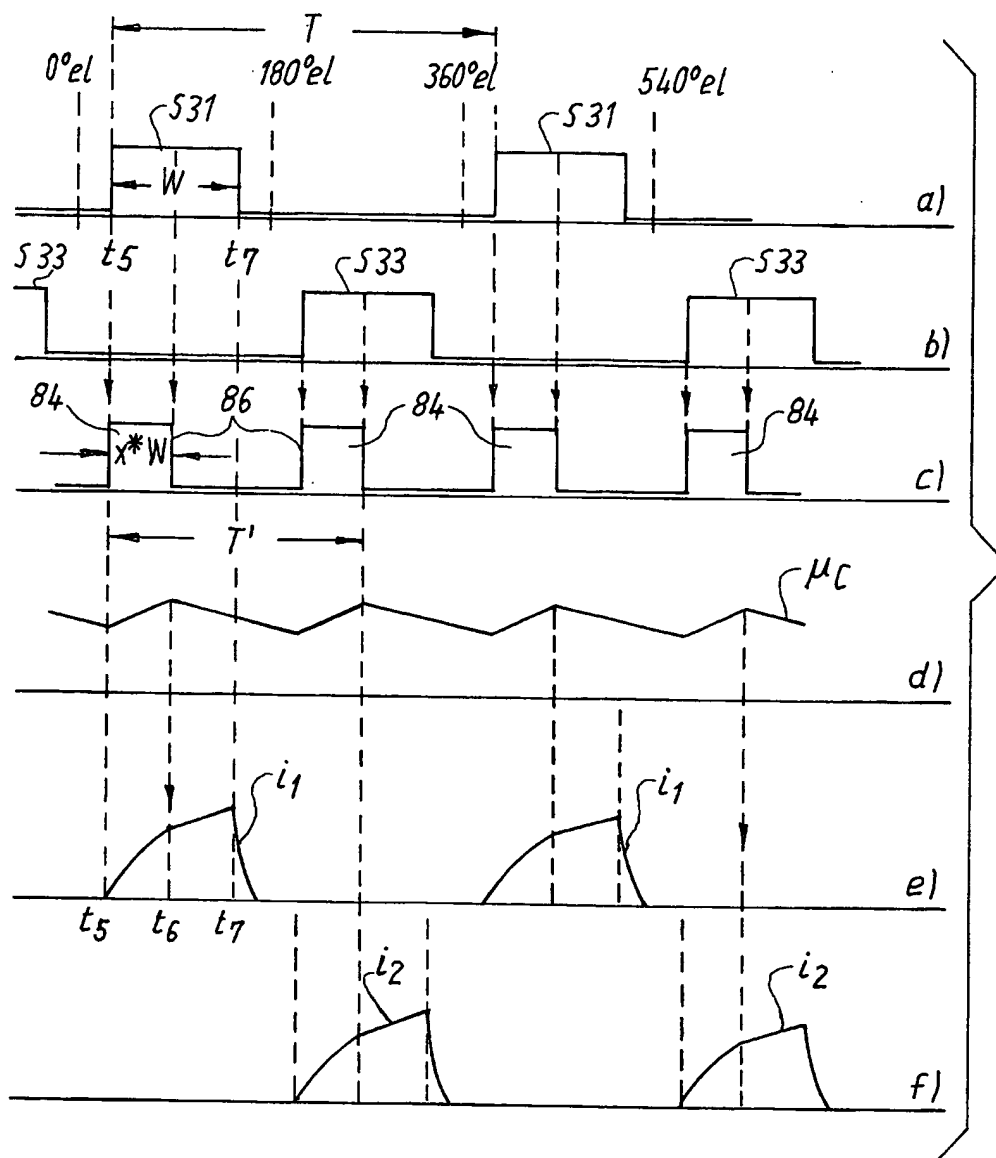


Fig. 7

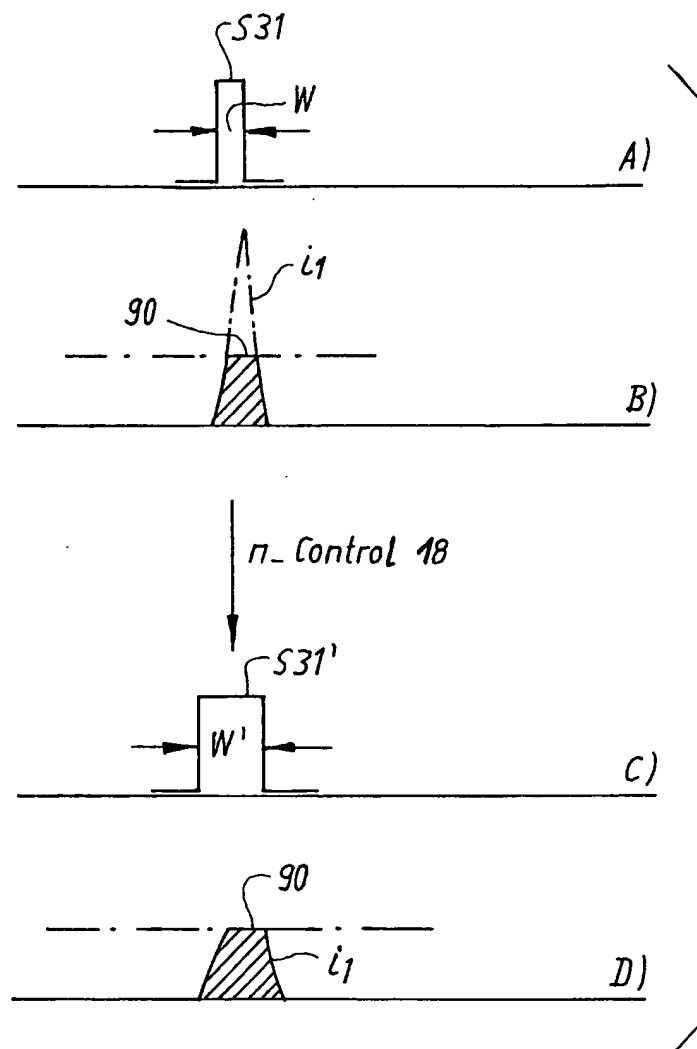
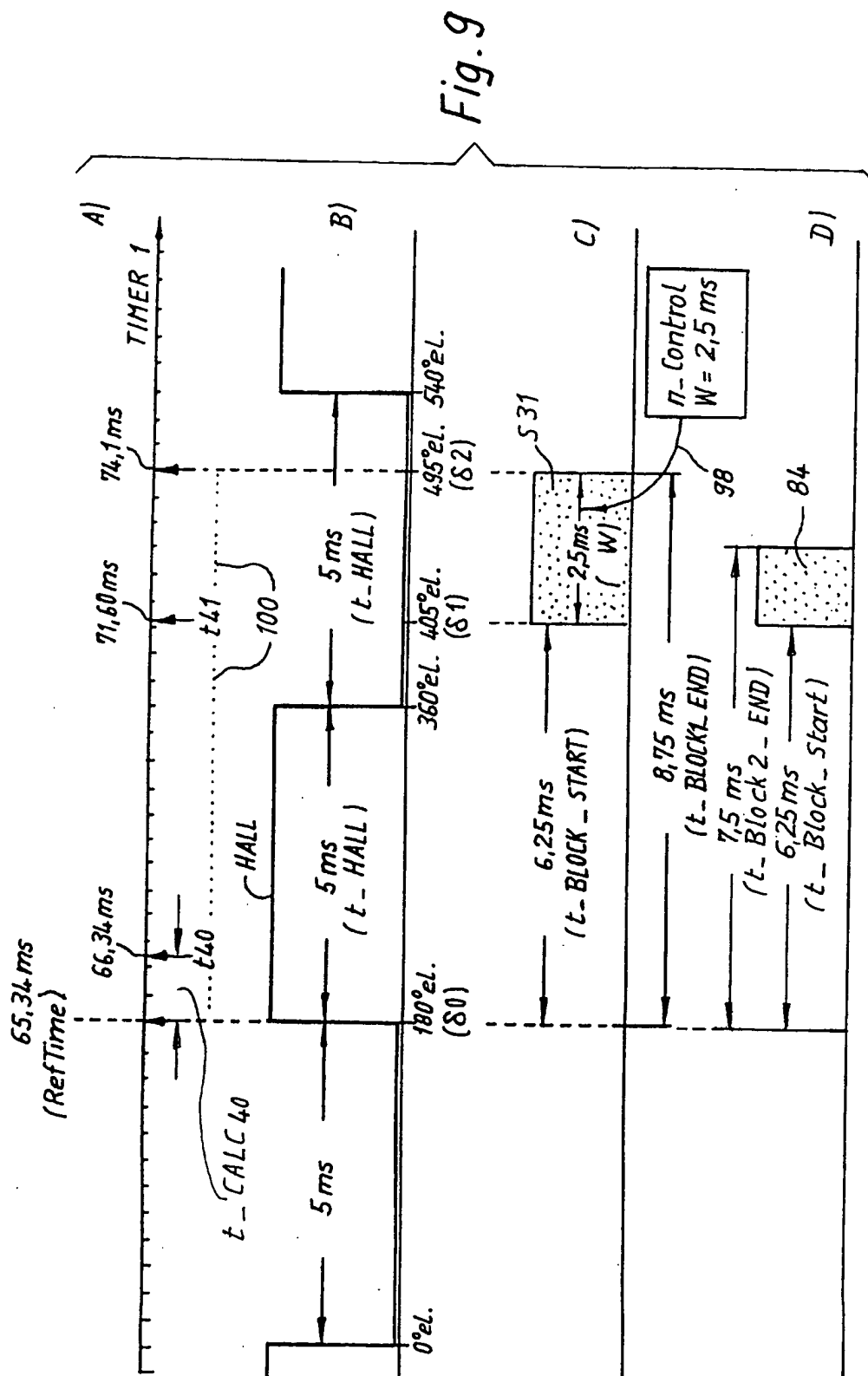


Fig. 8



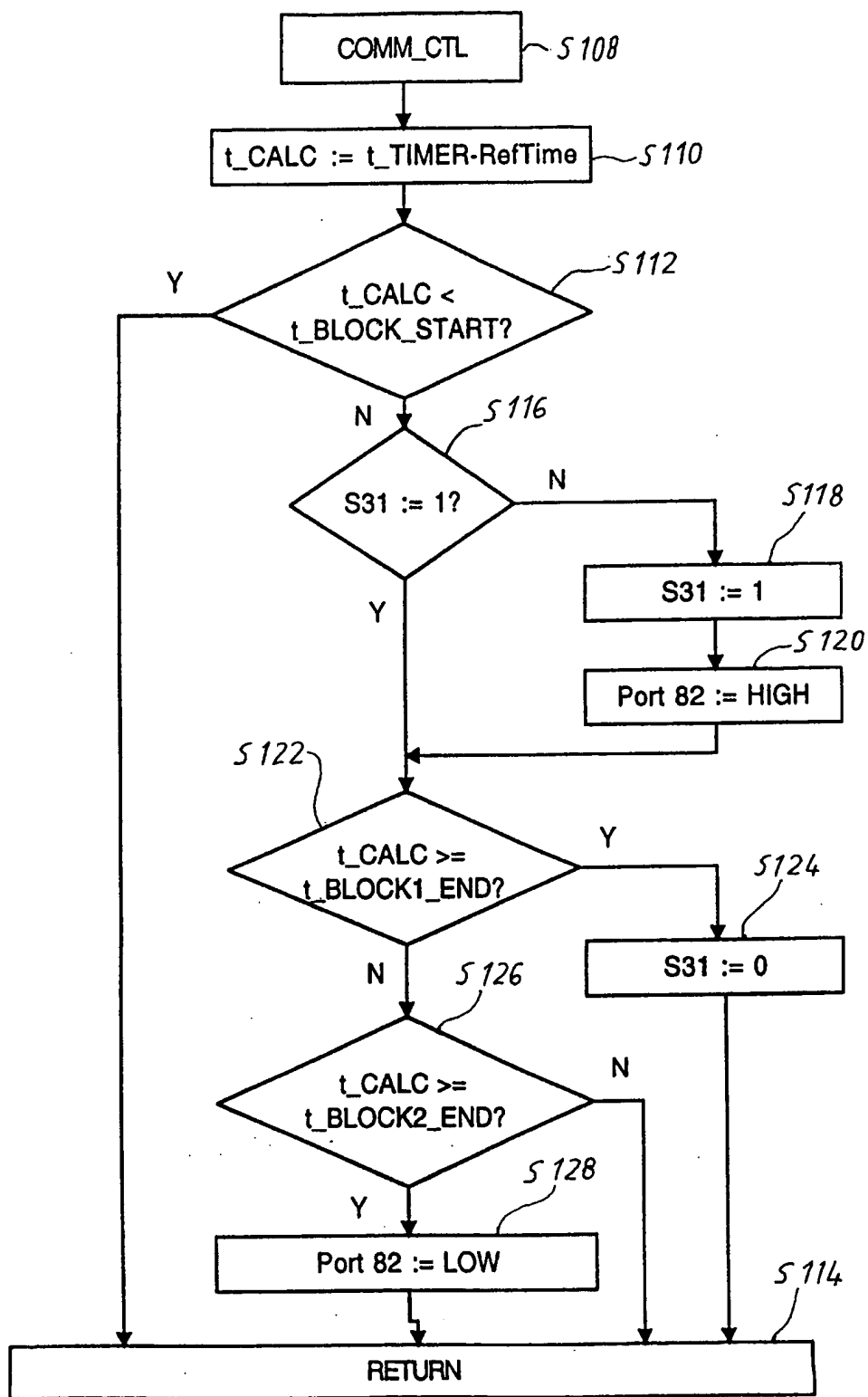


Fig.10